

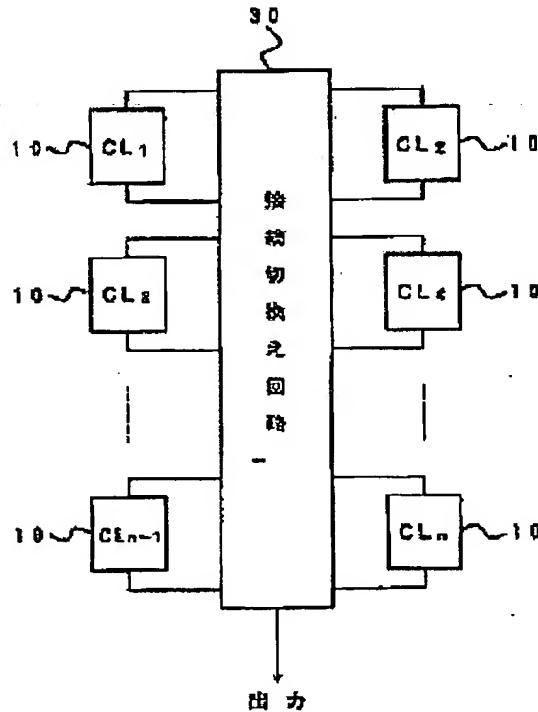
BOOSTER CIRCUIT AND NON-VOLATILE SEMICONDUCTOR STORAGE DEVICE PROVIDED WITH BOOSTER CIRCUIT

Patent number: JP7111095
Publication date: 1995-04-25
Inventor: TANZAWA TORU; others: '03
Applicant: TOSHIBA CORP.
Classification:
 - international: G11C16/06, C05F1/00, H02M3/07
 - european:
Application number: JP19930354151-19931228
Priority number(s):

Abstract of JP7111095

PURPOSE: To provide a booster circuit which can improve power efficiency while an output potential is low, and can shorten a rising time of a boosting potential.

CONSTITUTION: In a booster circuit boosting an input potential up to a prescribed potential, plural boosting cells 10 consisting of a capacitor and a switching element and a connection switching circuit 30 which switches a connection state of the boosting cells 10 are provided. Boosting cell groups 20 constituted of one or plural boosting cells 10 connected in series are connected in parallel to an output, also the number of the boosting cells 10 in the boosting cell groups 20 and the number of the boosting cell groups 20 are made variable.



Data supplied from the esp@cenet database - Patent Abstracts of Japan

BEST AVAILABLE COPY

BEST AVAILABLE COPY

THIS PAGE IS BLANK

【일본 공개특허공보 공개번호 특개평7-111095 (1995.4.25)】

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-111095

(43) 公開日 平成7年(1995)4月25日

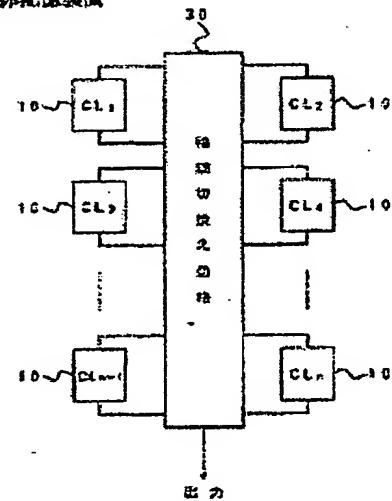
(51) Int.Cl.*	種別記号	序内整理番号	F 1	技術表示箇所
G 11 C 16/06				
G 05 F 1/00	J	4237-5H		
H 02 M 3/07		8728-5H		
			G 11 C 17/00 309 D	
			審査請求 未請求 請求項の数3 FD (全12頁)	
(21) 出願番号	特願平5-354151		(71) 出願人	000003078 株式会社東芝 神奈川県川崎市幸区坂川町72番地
(22) 出願日	平成5年(1993)12月28日		(72) 発明者	丹沢 機 神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内
(31) 優先権主張番号	特願平5-203351		(72) 発明者	田中 啓勝 神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内
(32) 優先日	平5(1993)8月17日		(72) 発明者	中村 寛 神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内
(33) 優先権主張国	日本 (JP)		(74) 代理人	弁理士 鈴江 武彦
				最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 昇圧回路及び昇圧回路を備えた不揮発性半導体記憶装置

(57) 【要約】

【目的】 出力電位が低い間の電力効率を上げることができ、昇圧電位立ち上がり時間を短縮することのできる昇圧回路を提供すること。

【構成】 入力電位を所定の電位まで昇圧する昇圧回路において、キャッシュ及びスイッチング電子からなる複数個の昇圧セル10と、これらの昇圧セル10の接続状態を切换える接続切換回路30とを設け、接続切換え回路30により、昇圧セル10を1個又は複数個並列に接続して構成する昇圧セル群20を出力に対して並列に接続し、かつ昇圧セル群20内の昇圧セル10の数と昇圧セル群20の数を可変することを特徴とする。



[特許請求の範囲]

【請求項 1】入力電位を昇圧して出力する複数個の昇圧セルと、これらの昇圧セルの接続状態を切換える接続切換え回路とを具備し、前記接続切換え回路は、昇圧セルを 1 個又は複数個直列に接続して構成する昇圧セル群を出力に対して並列に接続し、かつ昇圧セル群内の昇圧セルの数と昇圧セル群の数を可変するものであることを特徴とする昇圧回路。

【請求項 2】昇圧用キャパシタと電荷転送ゲートで構成される複数個の昇圧セルと、これらの昇圧セルの出力に対して直列接続される数と前記昇圧用キャパシタの容量の大きさを可変にする複数個可変手段とを具備し、前記可変手段は、出力電圧の低い時は、前記昇圧用キャパシタの容量を大きく、出力に対して直列接続される昇圧セルの数を小さくし、出力電圧の上昇と共に、前記昇圧用キャパシタの容量を小さく、出力に対して直列接続される昇圧セルの数を大きくするものであることを特徴とする昇圧回路。

【請求項 3】電源電圧よりも高い電圧を生じる昇圧回路を備えた不揮発性半導体記憶装置において、

前記昇圧回路は、複数個の昇圧セルが直列接続された第 1 及び第 2 の昇圧セル群と、第 1 及び第 2 の昇圧セル群の接続状態を切換える接続切換え回路とを具備し、前記接続切換え回路は、第 1 の昇圧セル群の出力端子と第 2 の昇圧セル群の出力端子間に接続された第 1 の MOS ドラインジスタと、第 1 の昇圧セル群の出力端子と第 2 の昇圧セル群の入力端子間に接続された第 2 の MOS ドラインジスタとからなり、

第 1 及び第 2 の MOS ドラインジスタは各々のゲートに入力される信号電圧によって選択的にオンするものであることを特徴とする昇圧回路を備えた不揮発性半導体記憶装置。

[明細書詳細な説明]

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、電位を昇圧するための昇圧回路及びそれを備えた不揮発性半導体記憶装置に係わり、特に EEPROM 等の半導体非揮発性記憶装置の内部に形成される昇圧回路の改良に関する。

【0002】

【従来の技術】従来、半導体不揮発性記憶装置 (EEPROM) においては、信号の書き込みや消去時に電源電圧よりも高い電位を必要とするため、図 18 に示すような複数の昇圧セル C 1 を直列接続した昇圧回路が用いられている。昇圧セル C 1 は、図 19 (a) (b) に示すように、キャパシタ C 1 とスイッチング素子 Q 1 で構成されている。また、この昇圧回路の具体的構成を図 20 (a) に示し、それを駆動するためのクロック φ, /φ を図 20 (b) に示しておく。

【0003】この昇圧回路では、出力に対して直列接続される昇圧セルの個数は必ずする高電位の大きさに応

じて固定され、一般にその個数を固定したまま駆動される。従って従来の昇圧回路では、直列接続される昇圧セルの個数が予め固定された昇圧セルの個数より少數で十分な期間、即ち昇圧電位立ち上がり時間において、不必要に電力効率を落としている。このため、必要な電位になるまでの時間が長くなるという問題があつた。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】このように、EEPROM の半導体集積回路装置に形成される従来の昇圧回路においては、接続される昇圧セルの個数が予め固定された昇圧セルの個数より少數で十分な期間において、不必要に電力効率を落としている。昇圧電位立ち上がり時間が長くなるという問題があつた。

【0005】本発明は、上記を考慮してなされたもので、その目的とするところは、出力電位が低い間の電力効率を上げることができ、昇圧電位立ち上がり時間を短縮することのできる昇圧回路及びこのような昇圧回路を備えた不揮発性半導体記憶装置を提供することにある。

【0006】

【課題を解決するための手段】本発明は、上記課題を解決するために、次のような構成を採用している。

【0007】即ち、本発明（請求項 1）は、入力電位を昇圧して出力する複数個の昇圧セルと、これらの昇圧セルの接続状態を切換える接続切換え回路とを備えた昇圧回路において、接続切換え回路は、昇圧セルを 1 個又は複数個直列に接続して構成する昇圧セル群を出力に対して並列に接続し、かつ昇圧セル群内の昇圧セルの数と昇圧セル群の数を可変するものであることを特徴とする。

【0008】ここで、本発明の望ましい実施形態としては、次のものがあげられる。

(1) 昇圧セルの接続状態を昇圧回路の駆動中に切換えること。

(2) 昇圧セル群は、出力の方向に電荷を転送するように位相のずれた複数のクロックにより駆動されること。

(3) 接続切換え回路は、出力電位の上昇と共に昇圧セル群中の昇圧セルの数を増やすものであること。

(4) 接続切換え回路は、出力電位の上昇と共に昇圧セル群中の昇圧セルの数を増やすし、同時に昇圧セル群の数を減らすこと。

(5) 接続切換え回路は、昇圧セル群の数が N 個で、

(1 ≤ i ≤ N) 各目の昇圧セル群中の昇圧セルの数が M_i であるとき、出力電位の上昇とともに M_i の総和一定になるように N を調らすことであること。

(6) 接続の切換えは、予め設定された時間に行われるここと。

(7) 接続の切換えは、外部コマンドによって行われること。

【0009】また、本発明（請求項 2）は、昇圧用キャパシタと電荷転送ゲートで構成される複数個の昇圧セルと、これらの昇圧セルの出力に対して直列接続される数

と昇圧用キャパシタの容量の大きさを可変にする段数容量可変手段と備えた昇圧回路において、段数容量可変手段は、出力電圧の比較的低い間は、昇圧用キャパシタの容量を大きくし、出力に対して直列接続される昇圧セルの数を小さくし、出力電圧の上昇と共に、昇圧用キャパシタの容量を小さくし、出力に対して直列接続される昇圧セルの数を大きくするものであることを特徴とする。

【0010】ここで、本発明の最も新しい実施態様としては、次のものがあげられる。

(1) 梱数個の昇圧セルが直列接続された第1及び第2の昇圧セル群を有する昇圧回路において、第1の昇圧セル群の出力が第2の昇圧セル群の入力になるように接続されるととき、第1の昇圧セル群の出力と昇圧回路の出力の間に電荷移動ゲートを設ける。昇圧回路の出力電圧の比較的低い間は、昇圧用キャパシタを駆動するクロックを第1及び第2の昇圧セル群を昇圧回路の出力に対しても並列になるようにし、その結果、昇圧用キャパシタの容量は比較的大きく、出力に対して直列接続される昇圧セルの数は比較的小さくできる。昇圧回路の出力電圧が比較的大きくなつたとき、昇圧用キャパシタを駆動するクロックを第1及び第2の昇圧セル群を昇圧回路の出力に対して直列になるようにし、即ち第1の昇圧セル群の出力が第2の昇圧セル群の入力になるようにし、その結果、昇圧用キャパシタの容量は比較的小さく、出力に対して直列接続される昇圧セルの数を比較的大きくできる。

(2) 出力に対して直列接続される昇圧セルの数と昇圧用キャパシタの容量の大きさ変更は、昇圧回路の出力電圧を換出して予め設定された基準電圧と比較することによって行われること。

(3) 出力に対して直列接続される昇圧セルの数と昇圧用キャパシタの容量の大きさ変更は、予め設定された時間に行われること。

(4) 出力に対して直列接続される昇圧セルの数と昇圧用キャパシタの容量の大きさ変更は、外部コマンドによって行われること。

【0011】また、本発明(請求項3)は、不揮発性半導体記憶装置において、複数個の昇圧セルが直列接続された第1及び第2の昇圧セル群と、第1及び第2の昇圧セル群の接続状態を切替える接続切換え回路とを有する昇圧回路を備え、接続切換え回路は、第1の昇圧セル群の出力端子と第2の昇圧セル群の出力端子間に接続された第1のMOSトランジスタと、第1の昇圧セル群の出力端子と第2の昇圧セル群の入力端子間に接続された第2のMOSトランジスタとからなり、第1及び第2のMOSトランジスタは各々のゲートに入力される信号電圧によって選択的にオンするものであることを特徴とする。

【0012】ここで、本発明の最も新しい実施態様としては、次のものがあげられる。

(1) 第1の昇圧セル群の出力端子を入力としブート出力

を第1のMOSトランジスタのゲートに与える第1のブート回路と、第1の昇圧セル群の出力端子を入力としブート出力を第2のMOSトランジスタのゲートに与える第2のブート回路とを設け、第1及び第2のブート回路に入力する信号によって第1及び第2のMOSトランジスタを選択的にオンすること。

(2) ブート回路を次のように構成したこと。即ち、一端にパルスV1が入力されるキャパシタC1と、一端にパルスV2が入力されるキャパシタC2と、第1の昇圧セル群の接続端子をソースに、キャパシタC1の他端をドレインに、昇圧回路の出力及びキャパシタC2の他端をゲートに接続されるMOSトランジスタQn7と、第1の昇圧セル群の接続端子をソースに、昇圧回路の出力をドレインに、キャパシタC1の他端をゲートに接続されるMOSトランジスタQn8と、外部の低電位をソースに、キャパシタC1の他端をトレインに接続され、昇圧回路の出力を切換えるときに論理値を反転する信号をゲートに入力されるMOSトランジスタQn9と、外部の低電位をソースに、キャパシタC2の他端をトレインに接続され、論理値を反転することによって昇圧回路の出力を切換える信号をゲートに入力されるMOSトランジスタQn10と、から構成すること。

【0013】

【作用】本発明によれば、昇圧回路の出力電位が低いうちは多數の昇圧セルを出力に対して並列接続された昇圧回路を用いることができ、これによって出力電位の低い間、直列接続する昇圧セルの駆動を固定したまま駆動される従来の昇圧回路に比べ、電力効率を上げることができる。

【0014】例えば、昇圧セルをN個接続された昇圧回路において、昇圧回路駆動開始時に昇圧セルをN個並列接続しておくことによって、昇圧回路の負荷容量が回路内容量に比べて十分大きい場合、昇圧セルをN個直列接続された昇圧回路に比べて、原則的にN倍の供給電流を得ることができるものである。これにより、昇圧電位立上がりが速くなる。そして、電位の上昇と共に昇圧セルの並列接続数を減らし、直列接続数を増やすことにより、必要な電力を得ることができる。

【0015】このようにして、昇圧回路の電力効率を最高にするように、昇圧回路を駆動開始時に少直列多並列接続構成し、出力電位の上昇と共に多直列少並列接続構成に構成していくことにより、従来の昇圧回路に比べ電力効率が高効率になり、その結果、昇圧電位立上がり時間は短縮される。また、この方法により出力レベルを可変にすることも可能となる。

【0016】また、このような昇圧回路を具備した不揮発性半導体記憶装置であれば、昇圧電位立上がり時間の短縮によって高速化がかかる。また、従来と同様の立上がり時間の仕様の場合でも、セルの容量を小さくできることで低電力化を達成することができる。

【0017】

【実施例】以下、本発明の実施例を図面を参照して説明する。

【実施例1】図1は、本発明の第1の実施例に係わる昇圧回路の概略構成を示すブロック図である。この昇圧回路は、n個の昇圧セル10 (CL1, CL2, ~, CLn)と、接続切換え回路30とから構成されている。昇圧セル10は、前記図1中に示すようにキャパシタとスイッチング素子等で構成されたものである。接続切換え回路30は多数のスイッチング素子からなるもので、1箇又は複数個の昇圧セル10を直列接続して後述する昇圧セル群20を複数組構成し、これら昇圧セル群20を出力に対して並列接続するもので、かつ昇圧セル群20内の昇圧セル10の数及び昇圧セル群20の数を可変し得るものとなっている。

【0018】このような構成において、駆動開始時刻t0から時刻t+1までは、図2(e)に示すように、n個の昇圧セル10はそれぞれで1つの昇圧セル群20の構成要素であり、それらは出力に対して互いに並列接続されて駆動される。

【0019】時刻t+1で昇圧セル群20の構成及び接続が切換えられ、図2(b)に示すように、各昇圧セル群20は2個の直列接続される昇圧セル10で構成される。このとき、出力に対して互いに並列接続されて駆動される昇圧セル群20の数はn/2個となる。

【0020】時刻t+2~t+k-1で、同様に昇圧セル群20の構成及び接続が切換えられ、昇圧セル群20中の昇圧セル10の数は増えていく。昇圧セル群20の数は漸っていく。

【0021】時刻t+k以降では、図2(c)に示すように、n個の昇圧セル10を全て出力に対して互いに直列接続される一面の昇圧セル群20が構成され、この昇圧セル群20が駆動される。

【0022】従来の昇圧回路は、前記図1に示すようにn個の昇圧セルで構成され、駆動開始時刻t0以後、出力に対して互いに直列接続される昇圧セルの数を一定にしたまま駆動される。

【0023】図3は、本実施例の昇圧回路の出力波形を従来と比較して示す図である。昇圧回路の電力効率を最適にするように、昇圧回路を駆動開始時に少直列多並列接続構成し、出力電位の上昇と共に多直列少並列接続構成に構成していくことによって、従来の昇圧回路に比べ高効率になり、その結果、昇圧電位立ち上がり時間は短縮されることをましている。

【0024】このように本実施例によれば、出力に対して並列接続する昇圧セル群20の数と、昇圧セル群20内の昇圧セル10の数を出力電位上昇と共に可変することにより、電力効率の向上をはかることができ、特に昇圧電位立ち上がり時間を短くすることができる。このため、EEPROMの昇圧回路に適用した場合、EEPROM

の書き込み及び消去時間の短縮に寄与することが可能となる。

【実施例2】図4は、本発明の第2の実施例に係わる昇圧回路の概略構成を示すブロック図である。この昇圧回路は、2つの昇圧セル群20(A, B)、接続切換え回路30、出力電位検出回路40で構成される。

【0025】昇圧セル群A、Bはそれぞれ、複数の昇圧セル10で構成されている。接続切換え回路30は、これらの昇圧セル群の接続を切換える入力信号によって切換えを行ふものであり、例えばMOSトランジスタで構成されている。出力電位検出回路40は、昇圧回路の出力電位Vppを予め設定された電位と比較して、これらの電圧の大小に応じた論理値を出力するものである。

【0026】駆動開始以降、昇圧セル群Aの接続ノードN0は、接続切換え回路30によって昇圧セル群Bの接続ノードN1に接続され、これらの昇圧セル群A、Bは出力に対して互いに並列接続されて駆動される。昇圧回路の出力電位Vppが予め設定された電位より大きくなると、出力電位検出回路40の出力はその論理値を反転し、昇圧セル群Aの接続ノードN0は接続切換え回路30によって昇圧セル群Bの接続ノードN2に接続切換えられる。その結果、これ以降、これらの昇圧セル群A、Bは出力に対して互いに直列接続されて駆動される。

【0027】このように本実施例によれば、出力電位が低いときは昇圧セル群A、Bを並列接続して昇圧電位の立ち上がりを速め、その後に昇圧セル群A、Bを直列接続して十分な昇圧電位を得ている。従って、電力効率の向上ははかることができ、第1の実施例と同様の効果が得られる。

【実施例3】図5は、本発明の第3の実施例に係わる昇圧回路の概略構成を示すブロック図である。この昇圧回路は、昇圧セル群20(CG1, ~, CG4)、接続切換え回路30(S1, S2, S3)、接続切換えカウンタ50で構成されている。

【0028】接続切換えカウンタ50は駆動開始からの時間をカウントするもので、その時間が予め設定された時間より長くなると、接続切換えカウンタ50の出力はその論理値を反転する。駆動開始以後、昇圧セル群CG1の接続ノードN10は、接続切換え回路S1によって昇圧セル群CG2の接続ノードN11に接続され、同時にN20はN21に、N30はN31にそれぞれ接続される。

【0029】駆動開始時刻から予め設定された第1の時間が経つと、昇圧セル群CG1、CG2及び昇圧セル群CG3、CG4の接続がそれぞれ接続切換え回路S1、S2によってN10はN12に、N20はN22にそれぞれ切換えられる。その結果、昇圧セル群CG1、CG2中の昇圧セルを直列接続された第1の昇圧セル群と昇圧セル群CG3、CG4中の昇圧セルを直列接続された第2の昇圧セル群とが並列に接続された回路構成に構成される。

【0030】駆動開始時刻から予め設定された第2の時

間が2つと、接続切換え回路S3によってN30はN32に接続され、その結果、第1の昇圧セル群と第2の昇圧セル群は出力に対して互いに並列接続される。即ち、昇圧回路駆動開始時刻から予め設定された第2の時間経過以後、第1の昇圧セル群中の昇圧セルと第2の昇圧セル群中の昇圧セルが全て出力に対して互いに並列接続される單一の昇圧セル群で構成される。

【0031】このように本発明例では、昇圧セル群CG1, ~, CG4の接続関係を、駆動開始時から常に昇圧セル群CG1, ~, CG4の並列接続構成、昇圧セル群CG1, CG2の直列接続回路と昇圧セル群CG3, CG4の直列接続回路との並列接続構成、昇圧セル群CG1, ~, CG4の直列接続構成、と切換えることにより、電力効率の向上をはかることができる。

【実施例4】図5は、本発明の第4の実施例に係わる昇圧回路の概略構成を示すブロック図である。この昇圧回路は、n個の昇圧セル10(C1, ~, Cn)、接続切換え回路30(S1, ~, S1)、コマンドバッファ60、入力バッファ70で構成される。

【0032】接続切換え回路30は、第3の実施例のそれを拡張したものであり、時間の経過と共に順次、1個の昇圧セルからなる昇圧セル群をn個並列、2個の昇圧セルからなる昇圧セル群をn/2個並列、4個の昇圧セルからなる昇圧セル群をn/4個並列、…と切換えるものとなっている。

【0033】この回路では、駆動開始時刻以降に入力バッファ70に外部コマンドが入力されると、コマンドバッファ60を経て接続切換え回路30により昇圧セル10回の接続が切換えられる。そして、その入力の度に昇圧回路の出力に対して並列接続される昇圧セル群が延いていく。

【実施例5】図7は、本発明の第5の実施例に係わる昇圧回路を示すもので、接続切換え回路30を具体的に表した回路構成図である。複数の昇圧セルからなる2つの昇圧セル群CG1, CG2に対してスイッチング素子としてのnMOSトランジスタQn3, Qn4が接続されている。

【0034】nMOSトランジスタQn3, Qn4は、昇圧セル群CG1, CG2の昇圧回路出力に対する接続を切換えるために設けられており、接続又は切離される接続ノードにこれらのソースとドレインが接続されている。即ち、第1のMOSトランジスタQn3のソースは第1の昇圧セル群CG1の出力端子に、ドレインは第2の昇圧セル群CG2の出力端子に接続されている。第2のMOSトランジスタQn4のソースは第1の昇圧セル群CG1の出力端子に、ドレインは第2の昇圧セル群CG2の入力端子に接続されている。

【0035】nMOSトランジスタQn3, Qn4の各々のゲートには、高電位V_{dd}、低電位V_{ss}、pMOSトランジスタQp1, Qp2、nMOSトランジスタQn1, Qn2で

構成されるフリップ・フロップの2出力のそれぞれに接続されている。そして、接続切換えカウンタ50の出力はフリップ・フロップの一方の入力端に直換、またインバータ1を介して他方の入力端に供給されている。

【0036】このような構成においては、接続切換えカウンタ50の出力がハイであるときにQn3はオンしており、一方Qn4はオフしている。従って、昇圧セル群CG1, CG2は、昇圧回路の出力に対して並列接続される。次に、接続切換えカウンタ50の出力の論理値が反転しローとなると、Qn3はオフし、Qn4はオンする。その結果、昇圧セル群CG1, CG2は、昇圧回路の出力に対して直列接続に切換えられる。

【実施例6】図8は、本発明の第6の実施例に係わる昇圧回路を示すもので、接続切換え回路を具体的に表した別の回路構成図である。この回路は、昇圧セル群の接続切り換えのためのMOSトランジスタにブート回路を設けたものである。

【0037】nMOSトランジスタQn5, Qn6は、昇圧セル群CG1, CG2の昇圧回路出力に対する接続を切換えるために設けられており、接続又は切離される接続ノードにこれらのソースとドレインが接続されている。即ち、Qn5のソースは第1の昇圧セル群CG1の出力端子に、ドレインは第2の昇圧セル群CG2の出力端子に接続されている。Qn6のソースは第1の昇圧セル群CG1の出力端子に、ドレインは第2の昇圧セル群CG2の入力端子に接続されている。

【0038】nMOSトランジスタQn5のゲートには昇圧セル群CG1の出力端子(接続ノードN)の電位を入力とするブート回路80(BT1)の出力が印加され、nMOSトランジスタQn6のゲートには昇圧セル群CG1の出力端子の電位を入力とするブート回路80(BT2)の出力が印加される。そして、これらのBT1, BT2は出力電位検出回路40の出力により制御されるものとなっている。

【0039】出力電位検出回路40は、昇圧回路の出力電位V_{pp}を予め設定された電位と比較して、これらの電圧の大小に応じた論理値を出力する。昇圧回路の出力電位V_{pp}が予め設定された電位より低い間、BT1の出力は昇圧セル群CG1の接続ノードNの電位のブート電位となり、BT2の出力は底電位となり、Qn5はオン、Qn6はオフとなる。従って昇圧セル群CG1, CG2は、昇圧回路の出力に対して並列接続される。

【0040】次に、昇圧回路の出力電位V_{pp}が予め設定された電位より高くなると、出力電位検出回路40の出力の論理値が反転し、Qn5はオフ、Qn6はオンとなる。その結果、昇圧セル群CG1, CG2は、昇圧回路の出力に対して直列接続に切換えられる。

【0041】図9は、図8のブート回路の具体的な例を示す回路構成図である。図10は、このブート回路の入出力波形である。このブート回路は、一端にパルスV1

が入力されるキャバシタ C1 と、一端にパルス V2 が入力されるキャバシタ C2 と、昇圧セル群 CG 1 の接続ノード N1 をソース、キャバシタ C1 の他端をドレイン、本回路の出力及びキャバシタ C2 の他端をゲートに接続される nMOSトランジスタ Qn8 と、昇圧セル群 CG 1 の接続ノード N1 をソース、本回路の出力をドレイン、キャバシタ C1 の他端をゲートに接続される nMOSトランジスタ Qn9 と、外部の低電位をソース、キャバシタ C1 の他端をドレイン、本回路の出力を切換えるときに論理値を反転する信号 VD をゲートに接続される nMOSトランジスタ Qn9 と、外部の低電位をソース、キャバシタ C2 の他端をドレイン、論理値を反転することによって本回路の出力を切換える信号 VD をゲートに接続されるの nMOSトランジスタ Qn10 と、で構成されている。

【図 042】 但し、本回路の出力を切換えるときに論理値を反転する信号 VD がハイであるときは、キャバシタ C1、C2 の一端に入力されるパルス V1、V2 はローにしておく。VD がローになってから、パルス V1、V2 が同時にハイにならないように交互にハイ。ローを繰り返していくと、本回路の出力は昇圧セル群 CG 1 の接続ノード N1 のポート電位に近づいていく。

【図 043】 このようなブート回路を用いれば、スイッチング用 MOSトランジスタのソースに与えられる電位が多数の昇圧セルにより昇圧されて高くな場合でも、該 MOSトランジスタのゲート電位をソースに対して十分に高くすることができます。該 MOSトランジスタを介して出力される昇圧電位の低下を防止することができます。

(実施例7) 図 11 は、本発明の第7の実施例に係わる昇圧回路の具体的構成を示す回路構成図である。基本的な構成は図 2 に示した従来回路 (IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-11, No. 3, June 1976, p374-378) と同様であるが、本実施例ではこれに加えて、容積電池可変手段が追加されている。

【図 044】 昇圧用キャバシタ QD1～QD4 と電荷転送ゲート Qn5～Qn8 で4つの昇圧セルが構成され、各々の昇圧セルには Qn1～Qn4 を介して電源 Vcc がそれぞれ印加される。

【図 045】 ここで、各々の昇圧セルは前記図 1 (a) に示したものと等価であり、第1の昇圧セル (QD1, Qn5, Qn11) のノード N2 は第2の昇圧セル (QD2, Qn6, Qn2) のノード N1 に接続され、第2の昇圧セルのノード N2 は第3の昇圧セル (QD3, Qn7, Qn3) のノード N1 に接続され、第3の昇圧セルのノード N2 は第4の昇圧セル (QD4, Qn8, Qn4) のノード N1 に接続され、第4の昇圧セルのノード N2 は出力端に接続されている。ここまででは、従来の回路構成と同様である。

【図 046】 第1の昇圧セルのノード N1 はトランジス

タ Qn9 を介して出力端に接続され、第2の昇圧セルのノード N1 はトランジスタ Qn10 を介して出力端に接続され、第3の昇圧セルのノード N1 はトランジスタ Qn11 を介して出力端に接続されている。また、第1～第3の昇圧セルの各々のノード N3 には、NANDゲート G (G1～G10)、インバータ I (I1～I9)、追跡回路 D (D1, D2) からなる論理回路を介して駆動バルス on が印加され、第4の昇圧セルのノード N3 には駆動バルス off が印加されている。

【図 047】 駆動バルス on は昇圧回路を駆動するための駆動バルスであり、off が図 12 に示すように、NANDゲート G1, インバータ I (I8～I9) からなるリングオシレータの入力信号であり、また off がリングオシレータの出力信号である。

【図 048】 このような構成において、on がローからハイに変わると発振が始まり、昇圧回路の駆動中には off がハイに固定される。off がローからハイに変わって時間 t1 が経過するまでは、電荷転送ゲートである nMOSトランジスタ Qn8～Qn11 がオン、Qn5～Qn7 がオフするため、Dタイプ nMOSトランジスタ QD1～QD4 は、それぞれ出力に対して並列に駆動される。

【図 049】 その後、時間 t2 が経過するまでは、電荷転送ゲート Qn5, Qn7, Qn8, Qn10 がオン、Qn6, Qn9, Qn11 がオフするため、キャバシタ QD1, QD2 と QD3, QD4 はそれぞれ昇圧セル群を構成し、昇圧回路はこれら昇圧セル群を並列にして駆動される。より具体的には、キャバシタ QD1 の電荷を QD2 に転送した後、QD2 の電荷を出力端に供給することにより、結果として第1及び第2の昇圧セルを直列接続したことになる。同様に、キャバシタ QD3 の電荷を QD4 に転送した後、QD4 の電荷を出力端に供給することにより、結果として第3及び第4の昇圧セルを直列接続したことになる。

【図 050】 さらに、時間 t2 が経過した以降は、キャバシタ QD1～QD4 は出力に直列に接続される。この場合も、キャバシタ QD1～QD3 の電荷を QD4 に順次転送した後、QD4 の電荷を出力端に供給することにより、結果として第1～第4の昇圧セルが直列接続されたことになる。ここで、時間 t1 及び t2 は予め設定されている。

【図 051】 このように本実施例では、可変クロックによって昇圧セルの出力に対する接続状態を切り替えることができ、従って第1の実施例と同様の効果が得られる。なお、ここでは4つの昇圧セルで構成される昇圧回路の例を述べたが、これに限らず任意の数の昇圧セルで構成される昇圧回路に適用できるのは勿論である。

(実施例8) 図 13 は、本発明の第8の実施例に係わる昇圧回路の具体的構成を示す回路構成図である。各々の昇圧セルは前記図 1 (b) に示したものと等価であり、QD (QD5～QD20) はキャバシタ、Qn (Qn12

～Qn35) は nMOSトランジスタを示し、特に此段落
可変手段として Qn3～Qn10 及び Qn12～Qn20 を付
加したことを持続としている。なお、この種の昇圧回路
の基本原理は、文献 (ISSCC 89 SESSION 10 THAM 10.3
P132-139) に開示されている。

【D052】 駆動パルス φ11～φ14 は、図 1.4 (a) に
示すように、NANDゲート G (G12～G21)、インバ
ータ I (I10～I14) 及び遅延回路 D2 からなる論理回
路の出力として与えられる。駆動パルス φ21～φ25 は、
図 1.4 (b) に示すように、NANDゲート G (G22～
G29)、インバータ I (I15～I21) 及び遅延回路 D3
からなる論理回路の出力として与えられる。

【D053】 駆動パルス φ16～φ17 は、図 1.5 (a) に
示すように、NANDゲート G (G30～G33)、インバ
ータ I (I22～I24) 及び遅延回路 D4 からなる論理回
路の出力として与えられ、駆動パルス φ26～φ27 は、図
1.5 (b) に示すように、NANDゲート G (G34～G

37)、インバータ I (I25～I27) 及び遅延回路 D5 か
らなる論理回路の出力として与えられる。

【D054】 また、これらの回路に入力される駆動パル
ス φR1～φR4 は、図 1.6 (a) に示すように、NAND
ゲート G (G38, G40, G41)、NORゲート G (G3
9, G42)、インバータ I (I28～I37) 及び遅延回路
D (D6～D8) からなるリングオシレータの出力から
与えられる。さらに駆動パルス φon2 は、φon1 を図 1
.6 (b) に示すように遅延回路 D8 を介して与えられ
る。

【D055】 そして、これらの駆動パルス φ11～φ18,
φ21～φ28 は、図 1.7 で表わされる波形を持つリングオ
シレータの出力 φR1～φR4 を用いて、下記の (表 1) の
ように表わすことができる。

【D056】

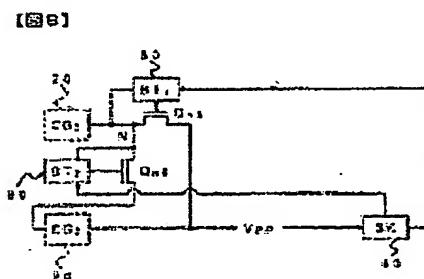
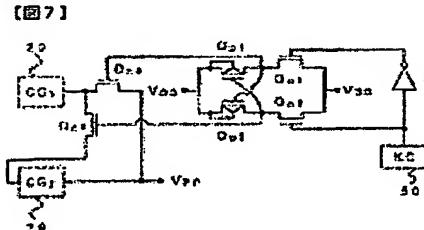
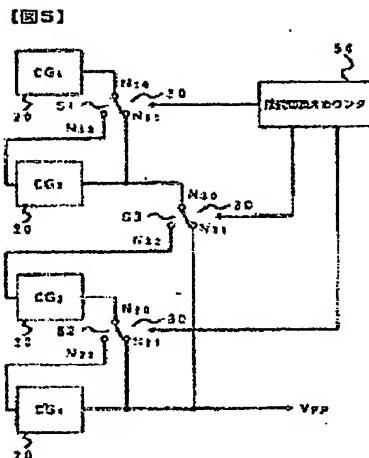
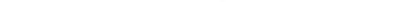
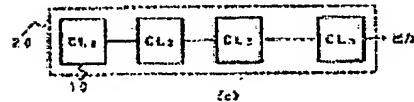
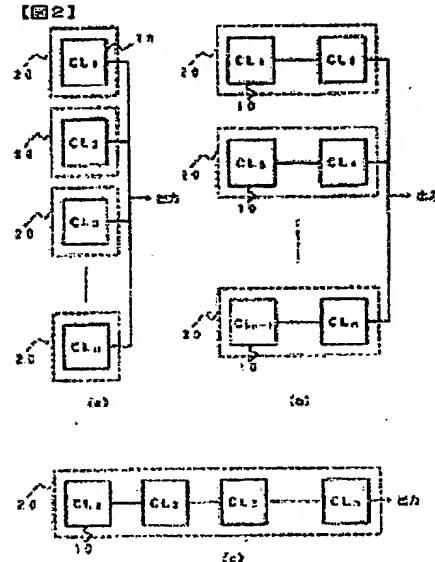
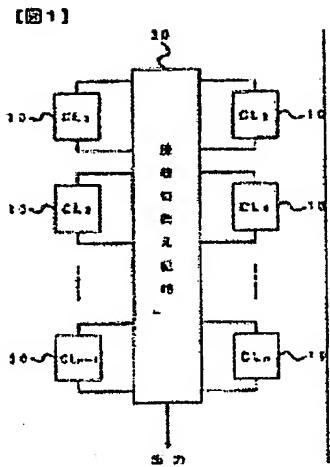
【表 1】

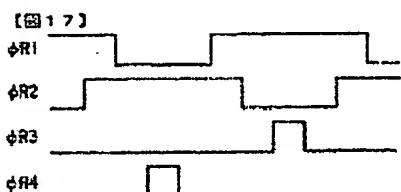
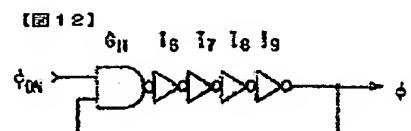
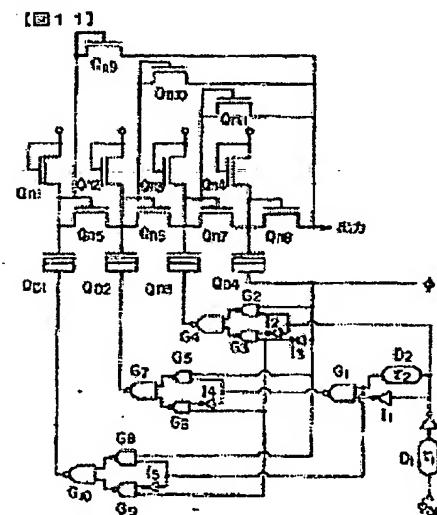
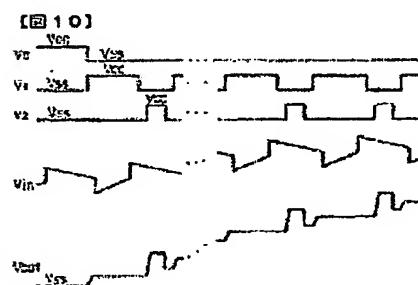
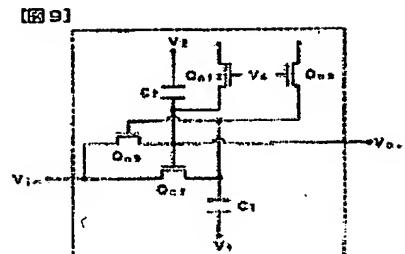
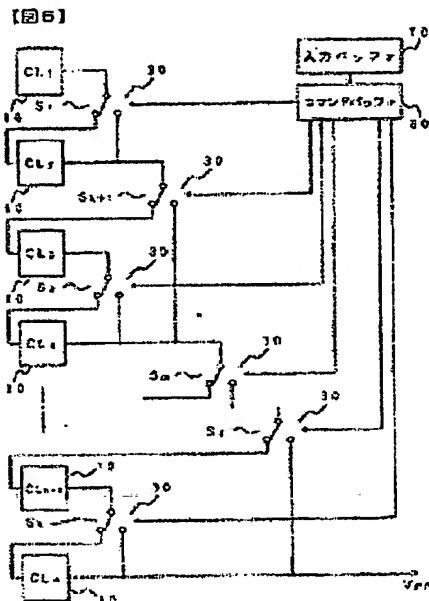
		時 刻		
		0 ≤ t < τ0	τ0 ≤ t < τ	t ≥ τ
		φR1	φR2	φR2
電	φ11	φR1	φR1	φR2
	φ12	φR1	φR2	φR1
磁	φ13	φR1	φR2	φR2
	φ14	φR1	φR1	φR1
動	φ15	φR2	φR2	φR2
	φ16	φR2	L	L
バ	φ17	φR2	φR1	L
	φ18	φR2	L	L
ル	φ21	φR4	φR4	φR3
	φ22	L	φR3	φR4
ス	φ23	L	L	φR3
	φ24	L	φR4	φR4
	φ25	φR3	φR3	φR3
	φ26	φR3	L	L
	φ27	φR3	φR4	L
	φ28	φR3	L	L

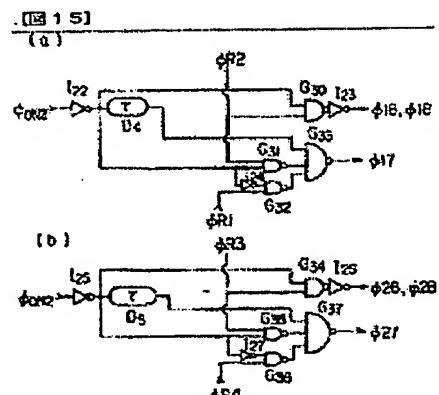
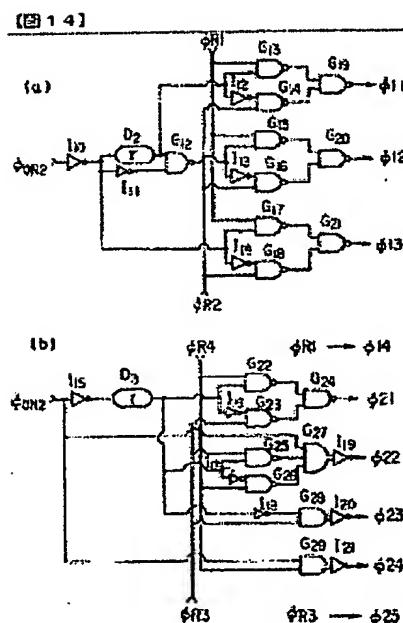
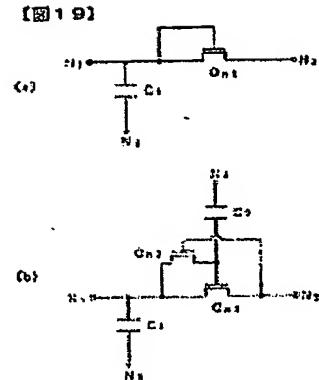
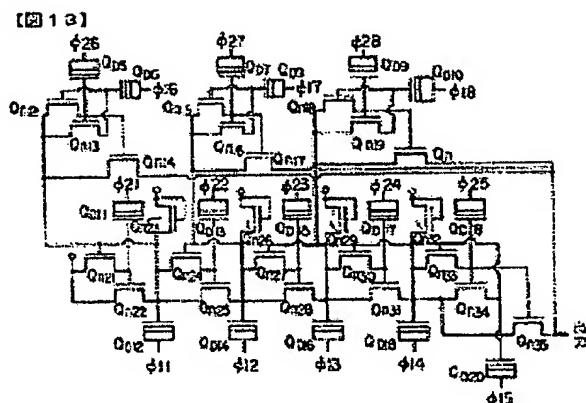
ここで、(表 1)において t は昇圧回路の駆動開始時刻
から測られた時間を表す。従って、昇圧回路の駆動開始
から (φon) がローからハイに変わったから) 時間 τ0
が経過するまでは、ロタイプ nMOSトランジスタで構
成される 4 つのキャッシュ QD12, QD14, QD16, QD18
が、それぞれ出力に対して並列に接続され、その後時間
τ が経過するまでは、キャッシュ QD12, QD14 と QD16,
QD18 はそれぞれ昇圧セル群を構成し、昇圧回路はこれ
ら昇圧セル群を並列にして駆動される。さらにそれ以降
は、これら 4 つのキャッシュは出力に対して直列に駆動
される。

【D057】 このように本実施例では、可変クロックに
よって昇圧セルの出力に対する接続状態を切り換えるこ
とができる、従って第 1 の実施例と同様の効果が得られ
る。なお、ここでも昇圧セルの数は何等限定されず、ほ
かの数の昇圧セルで構成される昇圧回路に適用できるの
は勿論である。

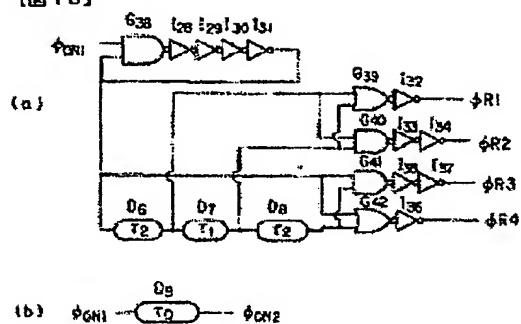
【D058】 上述述べた第 1～第 8 の実施例の昇圧回路
は、例えば特開平 1-173634号公報の第 9 図に示される如
き NAND型不揮発性メモリに用いられる昇圧回路に変
えて用いることが可能である。また、NAND型不揮発
性メモリに限らず、NOR型不揮発性メモリでもよく、



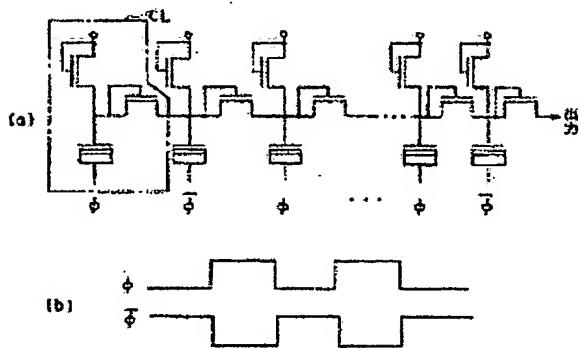




[図16]



[図20]



フロントページの続き

(72)発明者 田中 駿泰
神奈川県川崎市幸区堀川町380番 1号 様
式会社東芝半導体システム技術センター内

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.